

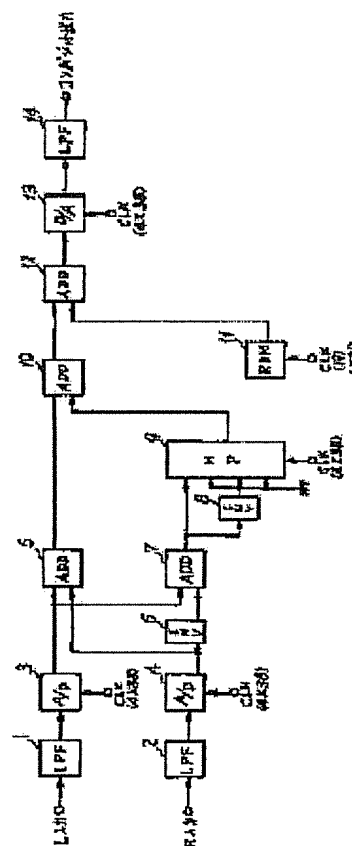
DIGITAL FM STEREO MODULATION METHOD

Publication number: JP5218992
Publication date: 1993-08-27
Inventor: FUJITANI IKUSHI
Applicant: JAPAN BROADCASTING CORP
Classification:
 - international: *H04H5/00; H04H5/00; (IPC1-7): H04H5/00*
 - European:
Application number: JP19920021225 19920206
Priority number(s): JP19920021225 19920206

Report a data error here

Abstract of JP5218992

PURPOSE: To simply form the modulator with a general-purpose IC by setting a sampling frequency required for digital processing to be a specific multiple of a subcarrier frequency for balanced modulation. **CONSTITUTION:** Stereo audio L and R signals are converted into digital signals by A/D converters 3, 4. The sampling frequency at that time is set to a multiple of four of the subcarrier frequency 38kHz of a sub signal. One of the outputs is a main signal $(L+R)/2$ by an adder 5 and the other is a difference signal $(L-R)/2$ by a bit inverter 6 and an adder 7. The signals and a zero signal are selected sequentially by a signal selector 9 to implement balanced modulation processing and a sub signal is generated. The sub signal and the main signal are fed to an adder 10 and mixed with a pilot signal generated by reading sequentially the content of a ROM 11 at an adder 12, the result is converted into an analog signal by a D/A converter 13 and outputted as an FM stereo composite signal via an LPF 14.



(19)日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11)特許出願公開番号

特開平5-218992

(43)公開日 平成5年(1993)8月27日

(51)Int.Cl.⁵

H 0 4 H 5/00

識別記号

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

A 6942-5K

審査請求 未請求 請求項の数1(全 7 頁)

(21)出願番号 特願平4-21225

(22)出願日 平成4年(1992)2月6日

(71)出願人 000004352

日本放送協会

東京都渋谷区神南2丁目2番1号

(72)発明者 藤谷 育司

東京都渋谷区神南2丁目2番1号 日本放送協会放送センター内

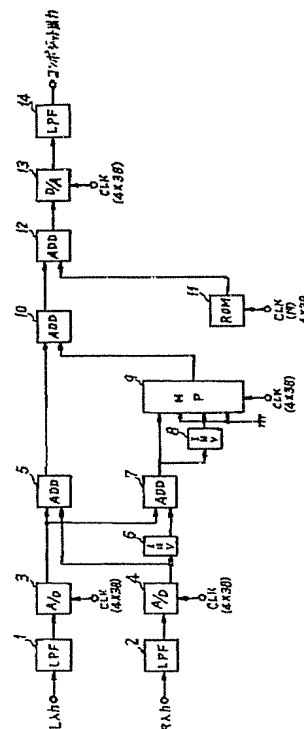
(74)代理人 弁理士 杉村 暁秀 (外5名)

(54)【発明の名称】 デジタルFMステレオ変調方法

(57)【要約】

【目的】 回路構成を大幅に簡略化できるFMステレオ音声信号の変調方法を提供する。

【構成】 デジタル処理(3, 4)された左音声信号および右音声信号の和を主信号(5)、デジタル処理(3, 4)された左音声信号および右音声信号の差を副信号(7)とし、当該副信号を副搬送波で平衡変調し(8, 9)、平衡変調された副信号と前記主信号とを多重してコンボジット信号(10)とし、当該コンボジット信号をアナログ信号に変換(12)しFM変調して伝送するにあたり、 n を2, 3, 4——なる正の整数とした時、前記デジタル処理に必要なサンプリング周波数を前記平衡変調のための副搬送波の周波数の $2n$ 倍に設定する。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 デジタル処理された左音声信号および右音声信号の和を主信号、デジタル処理された左音声信号および右音声信号の差を副信号とし、当該副信号を副搬送波で平衡変調し、平衡変調された副信号と前記主信号とを多重してコンポジット信号とし、当該コンポジット信号をアナログ信号に変換し FM 変調して伝送するにあたり、 n を 2, 3, 4 ———なる正の整数とした時、前記デジタル処理に必要なサンプリング周波数を前記平衡変調のための副搬送波の周波数の $2n$ 倍に設定することを特徴とするデジタル FM ステレオ変調方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 この発明はデジタル処理による FM ステレオ音声信号を変調する方法に関するものである。

【0002】

【従来の技術】 従来の FM ステレオ音声信号の変調方法にはアナログ方式と、サンプリング周波数を副信号（左右音声の差信号）用副搬送波周波数に無関係に定めるデジタル方式とによる変調方法があった。

【0003】

【発明が解決しようとする課題】 FM ステレオ音声信号変調器は従来、アナログ方式が使われている。副信号は副搬送波（38 kHz）を差信号 $(L-R)/2$ で平衡変調するものが一般的であるが、平衡変調器の直線性やバランスおよび、平衡変調器の後段に接続されるバンドパスフィルタの位相特性を良好に保つ必要があり、装置の大型化や高価格化を招くと共に、より高度な特性を求める上で限界があった。FM ステレオ変調器をデジタル化することにより上記欠点は克服される。しかし、従来のデジタル変調器は、標本化のためのサンプリング周波数について副信号用副搬送波周波数との関係が厳密に検討されておらず、すなわち、コンポジット副信号を得るために、高速演算素子により膨大な数値計算処理を必要とし、その結果、信号処理遅延時間の増加、装置製作コストの高価格化等を招いていた。従って本発明の目的は、前述の問題点が排除されたデジタル FM ステレオ変調方法を提供せんとするものである。

【0004】

【課題を解決するための手段】 この目的を達成するため、本発明デジタル FM ステレオ変調方法は、デジタル処理された左音声信号および右音声信号の和を主信号、デジタル処理された左音声信号および右音声信号の差を副信号とし、当該副信号を副搬送波で平衡変調し、平衡変調された副信号と前記主信号とを多重してコンポジット信号とし、当該コンポジット信号をアナログ信号に変換し FM 変調して伝送するにあたり、 n を 2, 3, 4 ———なる正の整数とした時、前記デジタル処理に必要なサンプリング周波数を前記平衡変調のための副搬送波の

周波数の $2n$ 倍に設定することを特徴とするものである。

【0005】

【実施例】 以下添付図面を参照し実施例により本発明を詳細に説明する。FM ステレオコンポジット信号の周波数スペクトルは図 9 で示される。この信号を歪み無く標本化するには、サンプリング周波数を標本化定理より最高周波数の 2 倍以上、すなわち、106kHz 以上とすると良い。よって、サンプリング周波数を副搬送波周波数 38kHz の 4 倍、すなわち、152kHz としても信号は歪み無く標本化できる。

【0006】 ところで、図 9 図示の副信号 22 は平衡変調波であり差信号 $(L-R)/2$ と副搬送波 (38kHz) の乗算で与えられる。このため従来のデジタル変調器では高速演算素子を使用し数値計算により処理を行っている。ここで、サンプリング周波数を副搬送波周波数 (38kHz) の 4 倍とすると、副搬送波のサンプリング値は図 10(a) 図示黒丸印のように 0, 1, 0, -1 となり、乗算の処理はサンプリング周波数のタイミングに応じて差信号 $(L-R)$ を、出力しない、そのまま出力する、出力しない、ビット反転して出力する、という一連の処理により、数値計算によらず行うことができる。

【0007】 図 1 に本発明方法を達成するためのデジタル FM ステレオ変調器系統ブロック線図の一実施例を示す。ステレオ音声 L（左）および R（右）信号は LPF 1 および 2 により 15kHz 以上の信号成分が取り除かれ、A/D コンバータ 3 および 4 によりデジタル信号に変換され、その時のサンプリング周波数 (CLK) はこの場合副信号 22 の副搬送波周波数 38kHz の 4 倍に設定される。次にそれら出力の一方は加算器 5 により主信号 $(L+R)/2$ となり、もう一方の出力はビット反転器 6 と加算器 7 により差信号 $(L-R)/2$ となる。この差信号は信号選択器 9 にそのまま、および、ビット反転器 8 を介して送られ、これらの信号および零の信号を信号選択器 9 により順次選択することにより平衡変調処理が行われ副信号が生成される。信号選択器 9 を駆動するクロック (CLK) はこの場合も $38\text{kHz} \times 4$ である。

【0008】 この副信号 (22) と前記主信号 (21) は加算器 10 に送られ、さらに、ROM 11 の内容を順次読み出す（駆動クロックは $4 \times 38\text{kHz}$ ）ことにより生成されたパイロット信号と、加算器 12 で混合され、D/A コンバータ 13 によりアナログ信号に変換された（導入クロックは $38\text{kHz} \times 4$ ）後、高調波成分を取り除くための LPF 14 を介し、FM ステレオコンポジット信号として出力される。なお、図 1 図示の装置による FM ステレオコンポジット信号の生成過程のシミュレーション結果を図 2 ～ 図 4 に示す。

【0009】 図 2 は図 1 図示装置の A/D 変換器 3, 4 のサンプリング周波数を副信号 22 の副搬送波周波数の 4 倍と設定した時の主信号 $(L+R)/2$ のシミュレーション

ョン波形を示し、(a)は終段LPF14における時間対入力波形図、(b)はそのスペクトル線図、(c)はLPF14における時間対出力波形図である。

【0010】図3は図2と同一条件の時の副信号(L-R)/2のシミュレーション波形を示し、その(a)は終段LPF14における時間対入力波形図、(b)はそのスペクトル線図、(c)はLPF14における時間対出力波形図である。

【0011】図4もまた図2と同一条件の時の主信号と副信号との和信号Lのシミュレーション波形を示し、その(a)はやはり終段LPF14における時間対入力波形図、(b)はそのスペクトル線図、(c)はLPF14における時間対出力波形図である。

【0012】図2、図3、図4を参照すれば明らかなように、図1図示装置を使用すれば、ステレオ音声信号が理論どおり処理されて主信号、副信号およびコンポジット信号が出力されるのがわかる。

【0013】また、図5にサンプリング周波数を、副搬送波周波数の8倍、すなわち、304kHzとした場合のデジタルFMステレオ変調器系統ブロック線図の他の実施例を示す。この場合は副搬送波のサンプリング値が図10(b)に示すように、0、1、-1以外に $1/\sqrt{2}$ が出現する。しかし、このサンプリングの各値は常に一定であり、乗算処理をROM15と反転器16とを使用して処理することができる。その他図5図示各ブロックで図1図示ブロックと同一の作用をするブロックには同一の参照番号を付し、詳細な説明はこれを省略した。

【0014】図5の装置によるFMステレオコンポジット信号の生成過程のシミュレーション結果を図6～図8に示す。図6、図7および図8それぞれは図5図示装置のA/D変換器3、4のサンプリング周波数を副信号21の副搬送波周波数の8倍に設定した時のそれぞれ主信号(L+R)/2、副信号(L-R)/2および和信号Lのシミュレーション波形を示し、各図の(a)、(b)および(c)はそれぞれ終段LPF14の時間対入力波形図、(a)のスペクトル線図および終段LPF14の時間対出力波形図を示している。

【0015】ところで、実施が予想されるFM多重放送の搬送波周波数もステレオ副信号搬送波周波数と整数倍関係になると考えられる。FMステレオ変調器とFM多重変調器が合わせてデジタル化された場合、FMステレオ変調器のサンプリング周波数を副搬送波周波数の整数倍とすることは重要である。

【0016】FM多重放送との整合性についてサンプリング周波数を副搬送波周波数の4倍にするか8倍にするかを比較すると、アナログ段でFM多重信号を混合する場合は両者とも問題は無いが、デジタル段で混合する場合には若干の相違がある。図2～4と図6～8を比較すると、終段LPFの入力側における高調波の発生の様子が異なり、FM多重放送の搬送波周波数の選定によって

は、サンプリング周波数を8倍とするのが有利となる場合もある。以上実施例により本発明を詳細に説明してきたが、本発明はこれら実施例に限定されることなく、発明の要旨内で各種の変形、変更が可能である。

【0017】

【発明の効果】本発明のデジタルFMステレオ変調方法は、アナログFMステレオ変調方法に比較し以下の長所を持っている。

① デジタル化により高い性能が期待できる。

② 特性劣化がなく無保守化が期待できる。

また、本発明のデジタルFMステレオ変調方法は、アナログFMステレオ変調方法および従来技術のデジタルFMステレオ変調方法と比較し以下の長所を持っている。

① 汎用のICによるハードウェアの構成であり、またクロックレートが低いいため製作上の問題が無く、安価である。

② 部品点数が少なく高信頼である。

③ 部品点数が少なく小型化が可能であると共に、1チップIC化によりステレオ変調器が周辺機器の一部品となる。

④ FM多重放送との整合性が良好となる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明に係る一実施例構成のブロック線図、

【図2】図1図示実施例主信号のシミュレーション波形を示し、(a)は終段LPFにおける時間対入力波形図、(b)はそのスペクトル線図、(c)は終段LPFにおける時間対出力波形図。

【図3】図1図示実施例副信号のシミュレーション波形を示し、(a)は終段LPFにおける時間対入力波形図、(b)はそのスペクトル線図、(c)は終段LPFにおける時間対出力波形図。

【図4】図1図示実施例主信号と副信号との和信号のシミュレーション波形を示し、(a)は時間対入力波形図、(b)はそのスペクトル線図、(c)は時間対出力波形図。

【図5】本発明に係る他の実施例構成のブロック線図。

【図6】図5図示の他の実施例主信号のシミュレーション波形を示し、(a)は終段LPFにおける時間対入力波形図、(b)はそのスペクトル線図、(c)は終段LPFにおける時間対出力波形図。

【図7】図5図示他の実施例副信号のシミュレーション波形を示し、(a)は終段LPFにおける時間対入力波形図、(b)はそのスペクトル線図、(c)は終段LPFにおける時間対出力波形図。

【図8】図5図示他の実施例主信号と副信号との和信号のシミュレーション波形を示し、(a)は時間対入力波形図、(b)はそのスペクトル線図、(c)は時間対出力波形図。

【図9】FMステレオコンポジット信号の周波数スペクトル図。

【図10】本発明に係る実施例の副信号搬送波周波数に

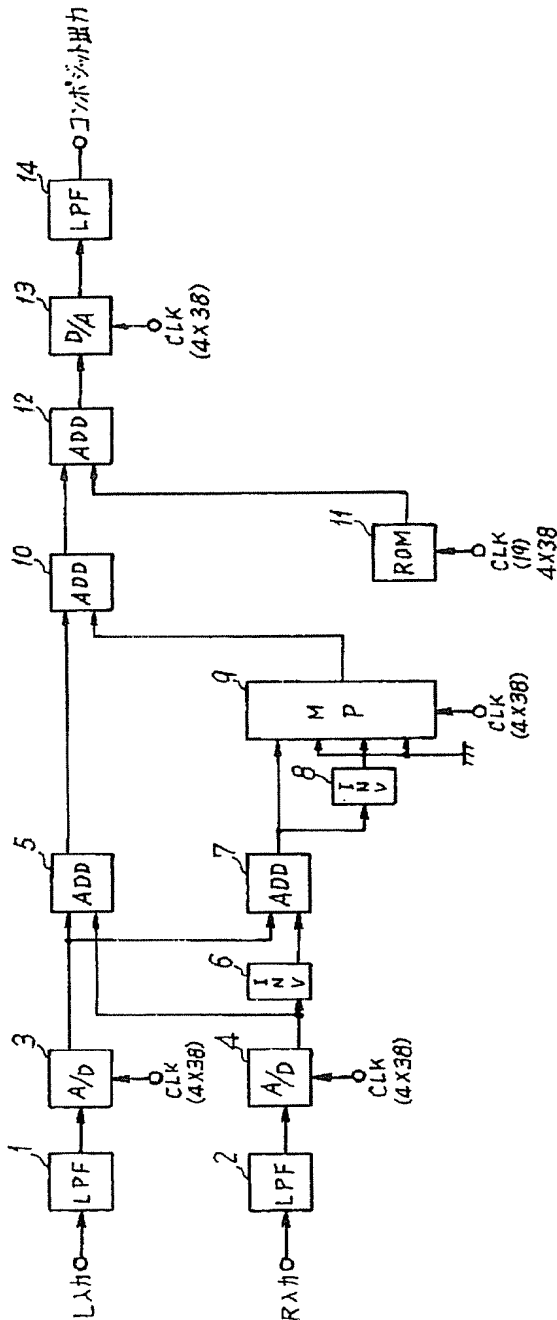
5

関連したサンプリング点を示し、(a) はサンプリング周波数を副信号搬送波周波数の4倍にとった場合、(b) は8倍にとった場合を示す。

【符号の説明】

- 1, 2, 14 低域通過フィルタ (LPF)
3, 4 A/D変換器 (A/D)

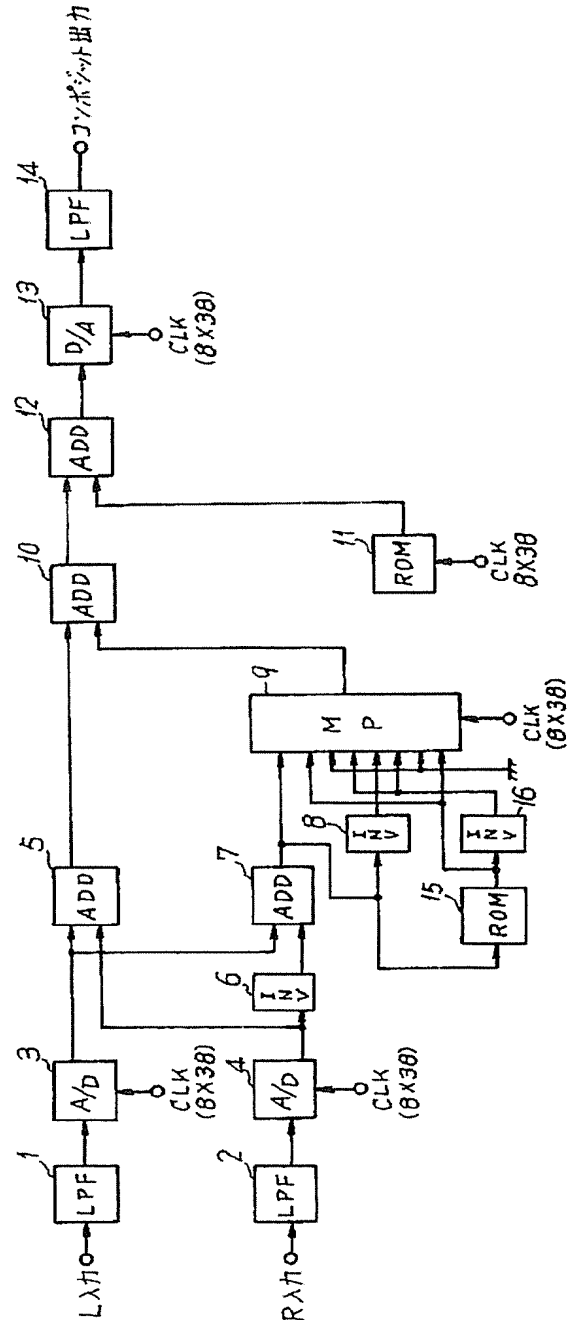
【図1】



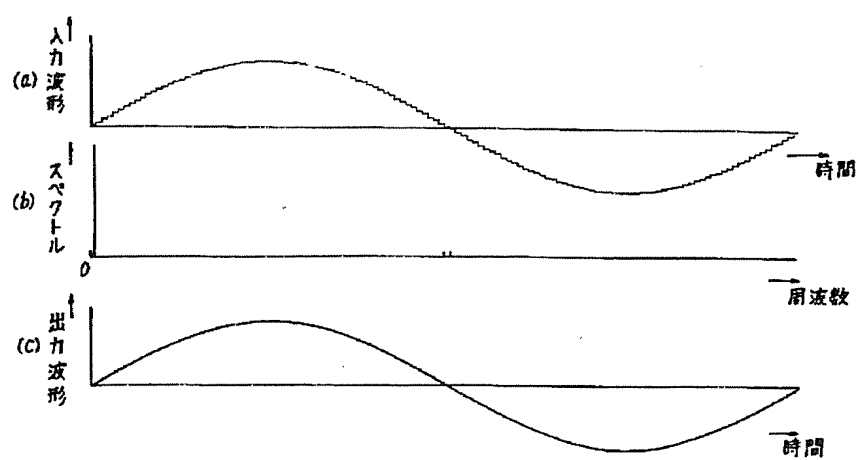
6

- 5, 7, 10, 12 加算器 (ADD)
6, 8, 16 ビット反転器 (INV)
9 信号選択器 (MP)
11, 15 ROM
13 D/A変換器 (D/A)

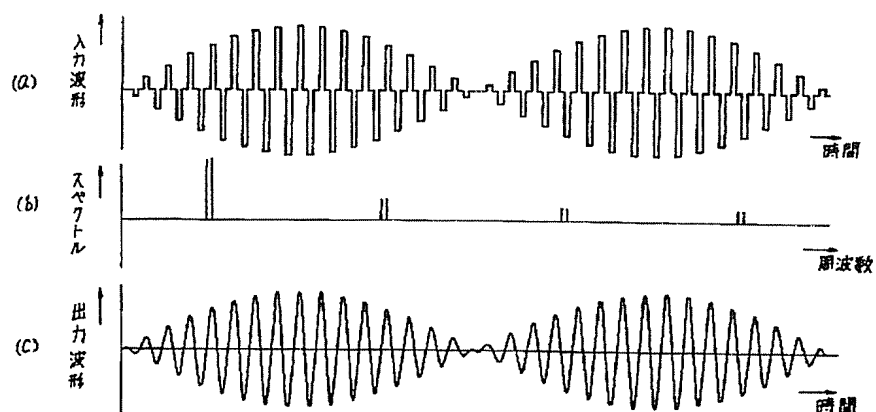
【図5】



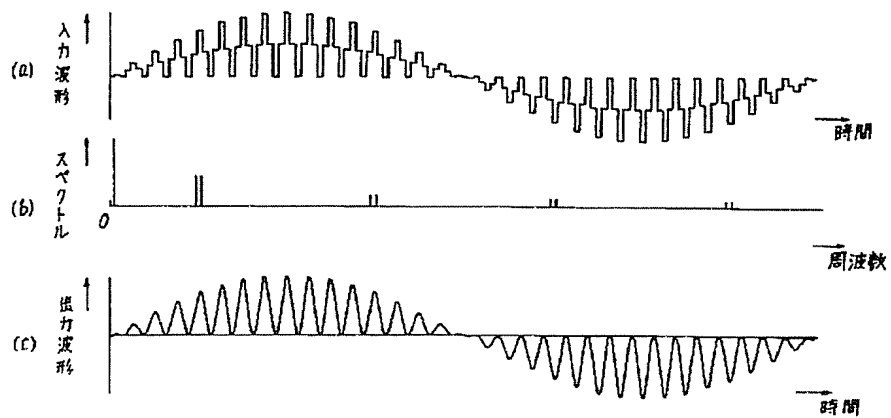
【図2】



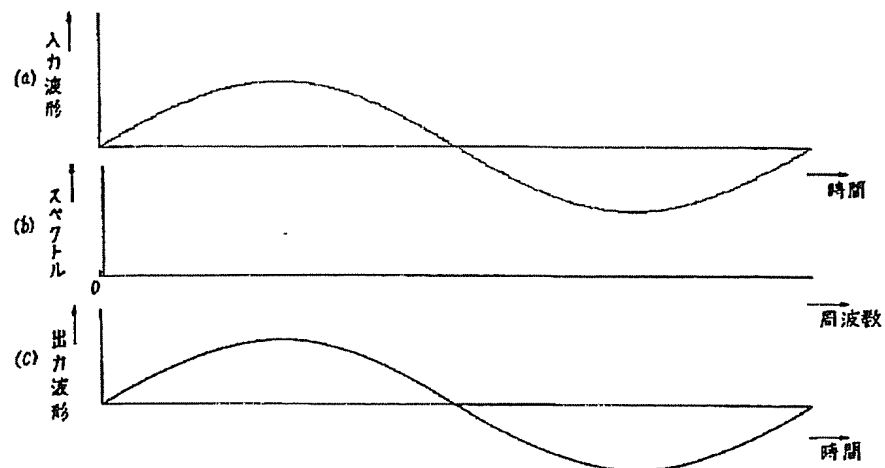
【図3】



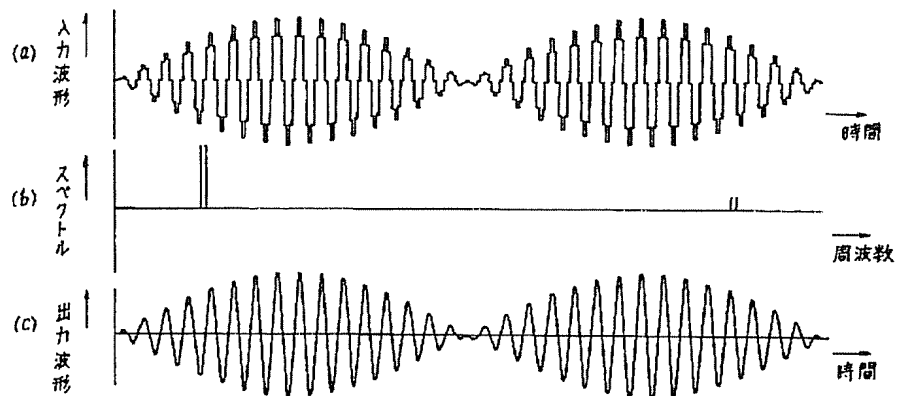
【図4】



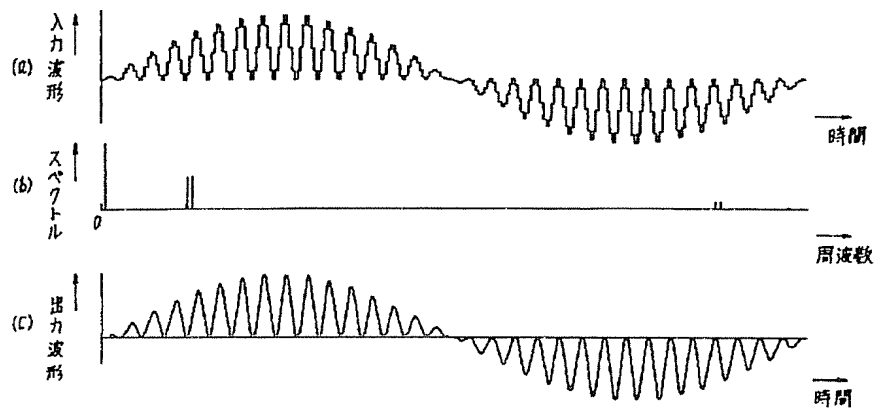
【図 6】



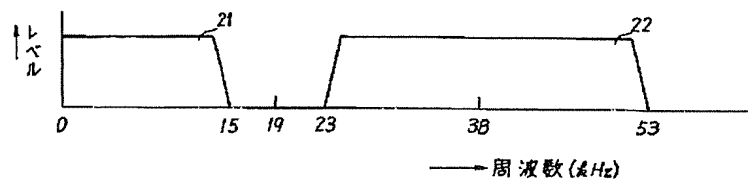
【図 7】



【図 8】



【図 9】



【図 10】

